



(12) 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 89104350.0

[51] Int.Cl<sup>5</sup>

H02M 3/338

公开日 1990年2月14日

[22]申请日 89.6.27

[30]优先权

[32]88.6.30 [33]NL [31]8801658

[71]申请人 飞利浦光灯制造公司

地址 荷兰文恩德福芬

[72]发明人 安东尼厄斯·阿德里安约斯·马丽亚·  
马林纳斯

[74]专利代理机构 中国专利代理有限公司

代理人 马铁良 程天正

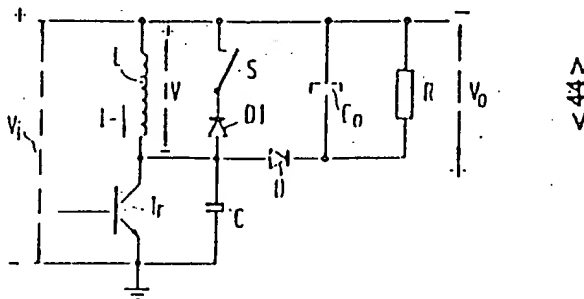
说明书页数: 9

附图页数: 3

4)发明名称 开关型电源电路

7)摘要

一种将直流输入电压变换为直流输出电压的开关型电源电路包括:一个连接在输入电压端子之间、一个可控的电源开关和一个电感元件构成的串联装置,使电源开关交替通断的控制装置以及一个耦合电感元件,以获得输出电压的整流器,电感元件和一个电容相耦合在开关和整流器无电流期间形成电振荡谐振电路的一部分。该电路还包括在电感元件两端的电压或流过电容器的电流基本上为零时中谐振电路中振荡的装置。该措施能确保减小电路的消耗或电路的同步。



## 权 利 要 求 书

1、一种将直流输入电压转换成直流输出电压的开关型电源电路，包括一个连在输入电压端子之间的、由一个可控电源开关和一个电感元件组成的串联装置，用于使电源开关交替导通和不导通的控制装置，以及一个耦合于电感元件用于获得输出电压的整流器，该电感元件和一个与之相连的电容器相耦合并在开关和整流器无电流的时期内形成谐振电路的一部分，电压振荡就出现在该谐振电路中，其特征在于，该电源电路包括中断振荡的装置，用以在电感两端的电压或流过电容器的电流基本上为零时，中断谐振电路中的振荡。

2、按照权利要求1的电路，其特征在于，中断振荡的装置是同步装置，而在时间轴上周期性地连续出现中断的最后时刻。

3、按照权利要求2并用于图象显示设备中的电路，其特征在于，所说的一个接一个的时刻具有与在图象显示设备中现存的行偏转信号相同的频率，或是该频率的倍数。

4、按照权利要求1的电路，其特征在于，中断振荡的装置构成了一个箝位电路，用以在电感元件两端电压基本上变成零时和其后将该电压基本保持为零。

5、按照权利要求4的电路，其特征在于，该箝位电路包括一个与第二开关串联的单向导电元件，所形成的串联装置与电感元件并联。

6、按照权利要求4的电路，其特征在于，箝位电路开始工作的时刻在电源开关导通时刻前一点。

7、按照权利要求5和6的电路，其特征在于，加在第二可控开关用以使所说开关导通的脉冲，其前沿在电源开关截止时刻之后、且当电感元件两端的电压变成零的时刻（或该时刻之后）出现，但是不晚于所说电压在功率开关下一个导通时刻前的零交点，而脉冲后沿的

出现不早于刚刚提及的零交点。

8、按照权利要求 4 的电路，其特征在于：箝位电路开始工作的时刻略晚于功率开关的截止时刻。

9、按照权利要求 5 或 8 的电路，其特征在于，加在第二可控开关以使所说开关导通的脉冲，其前沿在电源开关导通前、电感元件两端的电压变成零的时刻（或该时刻之后）出现，但不晚于在电源开关下一个截止时刻之后的零交点，而且上述脉冲后沿的出现不早于刚刚提及的零交点。

10、按照权利要求 9 的电路，其特征在于，一个双稳态元件将控制脉冲加给第二可控开关，加给该双稳态元件的置位脉冲的边缘每次都出现在电感元件两端电压的零交点期间，而且加给该双稳态元件的复位脉冲的前沿出现在中断的最后时刻。

11、按照权利要求 8 的电路，其特征在于，它还包括用于将该电路中出现值与一预定的极限值进行比较并在该极限值被超过之时驱动箝位电路的装置。

12、按照权利要求 1 的电路，其特征在于，中断振荡的装置包括一个与电容器串联的第二可控开关，用于在流过电容器的电流基本上为零时中断该电容器的电流通路。

13、按照权利要求 12 的电路，其特征在于，第二可控开关在电源开关两端的电压基本上为最小值时被断开。

14、按照权利要求 1 的电路，其特征在于，电源开关的控制装置在该开关两端电压基本上为最小值时使所说开关进入导通状态。

# 说明书

## 开关型电源电路

本发明是关于一种将直流输入电压变换成直流输出电压的开关型电源电路，它包括：一个由可控的电源开关和接在输入电压端子之间的电感元件组成的串联装置；使电源开关交替导通和不导通的控制装置；与电感元件相耦合以便于获得输出电压的一个整流器，该电感元件与一个电容相耦合用以在所说开关和整流器无电流时期内形成谐振电路，电压振荡就出现在该谐振电路中。

包括一个谐振电路的这种开关型电源电路是公知的。本申请人在荷兰的专利申请 8502339(PHN 11.470) 中描述了这种例子。尽管输入电压和/或与输出电压连接的负载可能会发生变化，但是输出电压可基本上保持为一个常数，例如，因为加到可控开关的控制信号频率可作为该输出电压的一个函数来控制。该控制信号可以由一个振荡器产生，或以一种不同的方法，自激电路产生。

按照本发明，上面所描述的那种电源电路其特征在于它包括一个装置，该装置在该电感元件两端的电压或通过所说电容的电流基本为零时刻将该谐振电路中的振荡中断。

由于这一措施，振荡在高信号电平时刻被中断，也就是在流过电感的电流或者是电容两端的电压以及因此在相关元件中贮存的能量具有极限值的时刻中断。在中断期间，这些数值几乎保持为它们的极限值，此后，从该值开始恢复振荡。正如从进一步的描述中所看到的，这种中断具有许多优点。例如，可以消除在其他情况下会出现的自由振荡，因此该电路消耗的能量减少了。中断振荡的装置可以是同步装

置，在时间轴上，周期性地连续出现中断的最后时刻。用这种方法，电路总是工作在同一频率上，这正是所期望的。在一个实施例中，电路因此可由这些装置同步，而不会出现自由振荡并且可按照所说专利申请所描述的方法来减小导通电源开关所消耗的能量。在另一个实施例中，该电路是一种工作在非连续模式的直流电压回扫变换器，其中在振荡出现期间，流过电感的电流变成零，因此按照本发明的中断可以减小导通损耗，而该电路可用另一种公知方法同步。

如果将本发明用于图象显示设备，该电路的优越特征在于所说的一个接一个的时刻与行偏转信号的频率相同，或是该信号频率的倍数，该信号在图象显示设备中是有效的。结果，由于切换电路中各种开关元件引起的干扰相对于行偏转是固定的，即使在显示屏上能看见这些干扰，也不会很令人讨厌。

按照本发明的电路，其优越的特征在于：中断振荡的装置构成了一个箝位电路，以便在电感元件两端的电压基本上变成零的时刻以及该时刻之后将该电压基本上保持为零。该措施确保了电容两端的电压在中断期间基本不变。最好，该箝位电路还可包括一个与第二开关串联的单向导电元件，由此形成的串联装置再与电感元件并联。这保证了中断在正确的时刻开始，因为不会出现电压跳变，这对电容是安全的。

在另一个实施例中，该电路的特征在于：中断振荡的装置包括一个与电容串联的第二可控开关，用于在流过电容的电流基本为零的时刻中断该电容的电流通路。但是，这一实施例只能用于电感元件两端的容量比谐振回路中电容器的容量小的情况。

下面将通过例子，参照附图对本发明进行详细描述。

图 1 示出本发明电路第一个实施例的电路图。

图 2 示出其中所出现的波形。

图 3 示出本发明电路第二个实施例的电路图。

图 4 示出在第二个实施例中出现的波形。

图 5 示出在输入电压和/或负载变化的情况下，出现在第一实施例电路中的波形。

图 6 示出按照图 1 原理电路的一个实施例的一张更详细的电路图。

图 7 示出在图 6 电路中出现的波形。

图 8 示出本发明电路的第三个实施例的电路图。

图 1 所示的电源电路包括一个可控的电源开关，它由一个 NPN 电源开关晶型管  $T_r$  形成，其集电极连接到电感  $L$ ，发射极接地。元件  $L$  的另一端连接到直流输入电压源  $V_1$  的正端，而该电压源的负端也接地。该电压源比如是一个交流整流器。整流器  $D$  的正极，二极管  $D_1$  的正极和电容  $C$  也接到晶体管  $T_r$  的集电极上。第二可控开关  $S$  设在二极管  $D_1$  负极和所说电压源正端之间，另外一个平滑电容  $C_o$  和一个由电阻  $R$  表示的负载设置在整流器  $D$  的负极和同一电压正端之间。电容  $C$  未连接到所述集电极的那个端子接地。晶体管  $T_r$  的基极与公知的控制装置（但未示出）连接，该控制装置可使该晶体管在开和关两种状态交替变换。开关  $S$  的控制装置也未示出。在工作时，直流电压  $V_o$  出现在元件  $C_o$  和  $R$  的并联装置的两端，该电压就是图 1 电路的输出电压，元件  $D$ 、 $C_o$  和  $R$  的结点电压是  $V_1 + V_o$ 。

图 2 a 表示电感  $L$  两端电压的变化，图 2 b 表示流过电感  $L$  的电流  $I$  的变化。晶体管  $T_r$  在  $t_o$  时刻之前打开，其集电极电压基本上为零，因此，电压  $V$  基本上等于  $V_1$ ，而此时电流  $I$  线性增加以使能量存贮在电感  $L$  之中。在  $t_o$  时刻晶体管被关闭，因此其集电极电压

按正弦时间函数增加，而此时电压  $V$  按相同的函数减少以及电流  $I$  按余弦时间函数变化。这些函数是由电感  $L$  和电容  $C$  组成的谐振电路的调谐频率确定的。在  $t_1$  时刻，电压  $V$  达到零值而电流  $I$  变为最大。在到达  $t_1$  时刻之前，开关  $S$  的状态，即导通或不导通是无关紧要的，因为二极管  $D_1$  正端的电压比  $V_1$  低。因此，无论开关  $S$  在  $t_1$  时刻或在  $t_1$  之前导通，直到该点过去之后，电流  $I$  都不会流过二极管  $D_1$  和开关  $S$ 。二极管  $D_1$  和开关  $S$  构成了一个箝位电路，它使晶体管  $T_r$  集电极上的电压基本上箝位在  $V_1$  值上，同时因为元件  $D_1$  和  $S$  两端的压降非常低而电压  $V$  基本上变成零，并且电流  $I$  基本上保持在  $t_1$  时刻所具有的值上。结果，振荡被中断。只要开关  $S$  保持导通，该状态将继续下去。

在  $t_2$  时刻，开关  $S$  关断，振荡过程恢复。电流  $I$  再流向电容  $C$ 。其上的电压增加并高于  $V_1$ ，因此电压  $V$  按照正弦函数变成负的，而电流  $I$  按照余弦函数减少。电容  $C$  两端的电压继续增加直到  $t_3$  时刻达到电压值  $V_1 + V_0$ ，该值使得整流器  $D$  导通。然后电压  $V$  保持等于  $-V_0$ ，而电流  $I$  线性减少并流向电容  $C$  以对它再充电，确切地说，再充电直到  $t_4$  时刻电流  $I$  达到零值为止。元件  $L$  不再具有任何能量。在  $t_4$  时刻之后，整流器  $D$  没有电流传输，因此电感  $L$  和电容  $C$  再次构成一个谐振电路。现在电容按照前述相同的余弦函数向电感放电，电流  $I$  此时是负极性。电压  $V$  按照与前面相同的正弦函数从  $-V_0$  值开始增加。在  $t_5$  时刻电压  $V$  越过零，在  $t_6$  时刻电流  $I$  变成零而电压  $V$  达到  $V_0$  值、晶体管  $T_r$  集电极上的电压值恢复到  $V_1 - V_0$ 。这是该电压可能的最低值。在  $t_6$  时刻，比如按照本申请人在荷兰的专利申请 8 5 0 2 3 3 9 ( PHN 11.470 ) 中所描述

的方法，使晶体管  $T_r$  导通。此处可参考该申请的内容。晶体管的集电极电流流过电感  $L$  并且该电流按照时间的线性函数增加。这与  $t_0$  时刻之前的情况相同。

从上面可以很清楚地看到在  $t_1$  和  $t_2$  之间使振荡中断的时间间隔取决于开关  $S$  被关断的时刻  $t_2$  的位置，该时刻是一个同步时刻，它响应于加到开关  $S$  的一个脉冲的后沿。该脉冲的前沿可出现在任何时刻，只要该时刻位于晶体管  $T_r$  集电极上的电压开始低于  $V_1$  值的那个时刻或在其之后，该时刻也就是在图 2 中早于  $t_0$  时刻并等于或晚于  $t_1$  时刻的一个时期。没有周期性出现的同步脉冲时， $t_1$  至  $t_2$  之间的间隔减少到零并且该电路具有一个自然的固定频率，该频率比如是由晶体管  $T_r$  的控制装置中的一个振荡器确定的。用另一种方法，图 1 的电路可形成一个自振电路部分，它可在无同步脉冲的情况下自由工作。很明显，在同步的情况下，位于图 2 中  $t_1$  时刻之后的时刻被延迟，这使得振荡周期变长，因而振荡频率比自由振荡的情况要低。

在图 3 的实施例中，与图 1 相同的元件用相同的符号表示，二极管  $D_1$  的导电方向与图 1 所示的相反。在这种情况下，当晶体管  $T_r$  集电极上的电压变成低于  $V_1$  时，即在  $t_0$  时刻，开关  $S$  的导通对中断在晶体管  $T_r$  关断期间出现的振荡起作用。因此，同步脉冲的前沿可出现在位于  $t_1$  时刻或其之后并位于  $t_0$  时刻或其之前的任何时刻，而后沿出现在同步时刻。图 4 a 和 4 b 所示的是图 3 实施例中那些与图 2 a 和 2 b 类似的波形变化。

这两个实施例都有优缺点。从图 2 b 和 4 b 可看出：与图 3 实施例相比较，图 1 的实施例有这样的缺点即在中断期间的电流有较大的



强度，结果是由于电感  $L$ 、开关  $S$  和二极管  $D_1$  中的电流变大导致消耗损失。另一方面，第一个实施例比较安全。如果开关有缺陷而永久地保持开启，电路在哪种情况都不能同步，因此导致一个高的频率，而不会再有其它结果出现。但是如果开关构成一个永久的短路电路，在所述第一种情况下，不会出现什么不利影响。由于没有补充的能量提供给电容  $C_o$ ，所以贮存在它身上的能量将很快消失。在第二种情况下，晶体管  $T_r$  永久地导通，这对晶体管可能是非常有害的。在图 1 的实施例中，可增加一个安全装置（未画）以确保开关在比如出现过高的输出电压时保持接通。为这一目的，该电路包括公知的装置用以将有关的量与预先得定的值进行比较并在超过该值时控制开关  $S$ 。

在已描述的实施例中，借助具有元件  $D_1$  和  $S$  的 1 位电路振荡中断是用于在高信号电平上对电源电路进行同步。我们将看到在图 3 的实施例中，中断可用于另一个目的。在按照图 3 的一个电路中，在没有元件  $D_1$  和  $S$  的情况下，当整流器  $D$  变成无电流的时刻即图 4 中相应于  $t_4$  的时刻之后，振荡将维持下去，更具体地说，此振荡是按照与前面相同的正弦函数变化并且伴随幅度的下降。然后，振荡将在晶体管  $T_r$  借助控制信号开启时终止，该控制信号例如由上述专利申请中所述的、用于同步该电路的控制装置产生。然而，这一般不会发生在晶体管  $T_r$  集电极上的电压处于最小值的时刻即对应于例如图 4 中的  $t_0$  时刻，因此，会产生高的导通损耗。为了减小这些损耗，可用具有元件  $D_1$  和  $S$  的 1 位电路当集电极电压最小时中断振荡，然后该电压保持在确定的值  $V_1 - V_o$ ，而电流  $I$  保持为零，更具体地说，它们一直保持到由控制装置将晶体管  $T_r$  接通的时刻。

图 5 a 表示了图 1 的实施例中晶体管  $T_r$  的集电极—发射极电压

$V_{ce}$  的变化, 而图 5 b 表示了同一实施例中磁化电流  $I$  的变化。实线用于标称情况即输入电压  $V_1$  和负载  $R$  都具有设计时所计算出的值的情况。虚线用于大负载即电阻  $R$  的值较低但输入电压为标称值的情况, 而点划线用于标称负载但输入电压下降的情况。从这些曲线可看出: 大负载导致整流器  $D$  和晶体管  $T_r$  具有较长的导通时间并且电流  $I$  的幅度较大, 在较低输入情况下, 晶体管  $T_r$  导通的周期较长, 而电流  $I$  的幅度与标称情况相同。在图 5 a 和 5 b 中, 参考符号  $S_y$  表示同步时刻。

图 6 示出了按图 1 原理的电源电路实际实施例的相关部分。在图 6 中, 电感  $L$  由变压器  $T$  代替, 其初级线圈  $L_1$  与晶体管  $T_r$  串联。所形成的串联电路设置在电源  $V_1$  两端, 电容  $C$  设置成与晶体管  $T_r$  的集电极—发射极通道并联。变压器  $T$  的一个次级线圈  $L_2$  一端接地, 另一端接到与图 1 相同的元件  $D_1$  和  $D$ 。线圈  $L_1$  和  $L_2$  的缠绕方向象通常一样由园点代表, 同整流器  $D$  的导电方向一致, 以使得电流流过一个线圈而另一个线圈中不传输电流(“逆行”效果)。开关  $S$  由一个场效应晶体管形成, 其栅极连接到驱动电路  $D_r$  的输出端, 其漏极连接到二极管  $D_1$  的负极, 其源极接地。驱动电路  $D_r$  的输入连接到触发器  $FF$  的输出端  $Q$ 。变压器  $T$  的第二个次级线圈  $L_3$  其缠绕方向与线圈  $L_2$  相反。线圈  $L_3$  一端接地, 另一端接到由电阻  $R_1$  和两个二极管  $D_2$  和  $D_3$  组成的双向限幅器。由变压器  $T$  的分布引起的自由振荡通过电容  $C_1$  进行稍微的积分, 而由此获得的信号由放大器  $A$  进行放大, 该放大器的输出连接到触发器  $FF$  的置位输入端  $S$ 。控制开关  $S$  的同步信号加到触发器  $FF$  的复位输入端  $R$ 。电容  $C_0$  和负载连接在整流器  $D$  的负极和地线之间, 该地线通过变压器  $T$  与输入电压

## V.1 直流绝缘。

图 6 的电路比如可用于电视接收机等图象显示设备中，以给许多接到电容  $C_o$  两端的直流电压  $V_o$  上的电路供电。另外，可以在变压器  $T$  的磁芯上设置一些图 6 未示出的次级线圈以产生其它电源电压。这些电压中的一个提供给图象显示管最后一个阳极的极高压 ( $EHT$ )。由图 6 电路的开关电路的切换所引起的纹波电压会出现在这些电压上，特别是在极高压之上。由此引起的干扰将是固定的，因此，如果加到触发器  $FF$  的同步信号由在图象显示设备中是有效的行偏转信号产生，而且同步信号具有与该信号相同的频率或是该频率的倍数，那么在显象管的显示屏幕上看见该干扰也不会令人非常讨厌。这一措施不能使用滤波器来减小  $EHT$  线上的切换型纹波。图 6 电路的电压  $V_o$  和其它可能的输出电压可用防止输入电压变化和/或各种负载变化这种公知的方法来稳定，例如控制晶体管  $Tr$  的导通时间来作为电压  $V_o$  的函数。

图 6 电路中的一些电压变化被显示：它们是线圈  $L_1$  两端电压的变化 (图 7 a)，触发器  $FF$  输入端  $S$  处的电压变化 (图 7 b)、触发器  $FF$  输入端  $R$  处的电压变化 (图 7 c) 以及触发器  $FF$  输出端  $Q$  处的电压变化 (图 7 d)。因此，很清楚看到：在晶体管  $Tr$  截止期间，当图 7 a 的电压越过零值的时刻，该触发器被置位，在没有二极管  $D_1$  的情况这就导致晶体管  $S$  导通。这种情况一直保持到在晶体管  $Tr$  的后续导通时间内、线圈  $L_2$  两端电压到达零交点，此后，一个电流流过二极管  $D_1$  和晶体管  $S$ ，它使在不同电感和电容构成的谐振电路中的振荡中断。图 7 中的电压脉冲在中断开始时刻结束，但这并不影响图 7 d 中的电压，因此晶体管  $S$  保持导通。在同步脉冲前沿出

现时的  $S_y$  时刻，触发器  $FF$  复位，因此图 7 d 中的电压变成低电位，这就使晶体管  $S$  截止，振荡恢复。

对图 1 和图 3 所示电路的改进也是可想象的。例如：电容  $C$  可与图 1 和图 3 中的电感  $L$  并联，或与图 6 中的线圈  $L_1$  或  $L_2$  并联。而且电容  $C$  不和整流器  $D$  连接的那个端子可连接到电压  $V_1$  的负端，而不是它的正端。在这种情况下，电路作为一个“提升变换器”工作，其中由晶体管  $T_r$  在相应周期内的导通时间所决定的输出电压  $V_o$  等于或大于输入电压  $V_1$ ，而不象图 1、3 和 6 中的逆程变换器那样电压  $V_o$  等于或低于电压  $V_1$ 。

图 8 显示了另一种改进型。与图 1 比较，开关  $S$  不是与电感  $L$  并联而是与电容  $C$  串联。这种改进型只能在电感  $L$  两端的电容比电容  $C$  小的情况下实现。晶体管  $T_r$  截止期间的振荡因为开关  $S$  被适当的控制装置关断而中断，更具体地说，中断时刻是在流过电感  $L$  和电容  $C$  的电流为零之时，而且不是在晶体管  $T_r$  集电极上的电压为最大之时而是在它后来为最小之时。在该时刻之后，电流保持零，而所说电压值保持为在该时刻设定的值  $V_1 - V_o$ ，电感  $L$  两端的电压值保持为  $V_o$ 。这种情况一直保持到晶体管  $T_r$  再次导通。图 8 给出了该集电极上的电压变化。值得注意的是，在图 8 的改进型中，导通晶体管所消耗的能量最小，并且要不然会在  $t_0$  时刻之后出现的自由振荡被消除了。与图 3 电路情况一样，在图 8 实施例情况下，振荡的中断也可用于减小能量的消耗，而不是用于同步的目的。

说明书附图

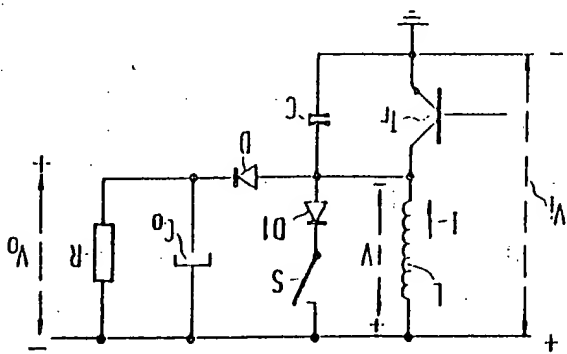


图 1

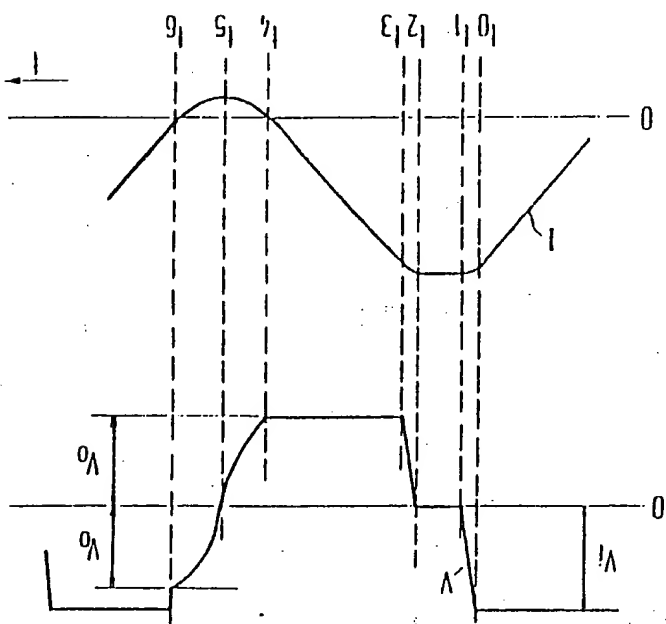


图 2 a

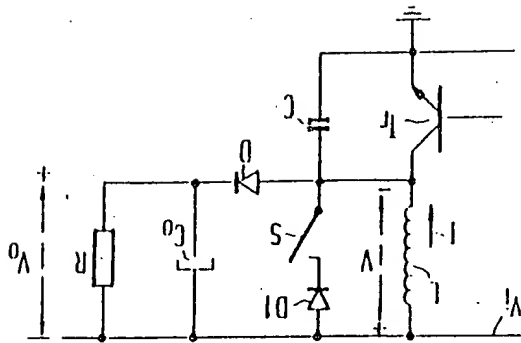


图 3

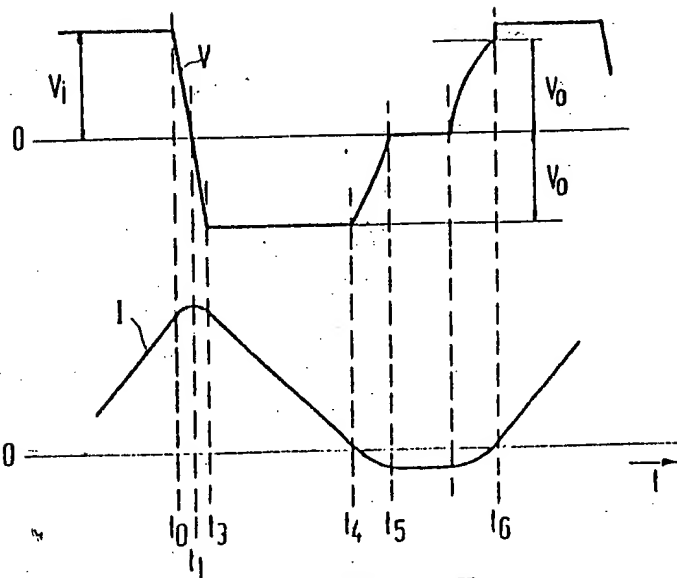


图 4 a

图 4 b

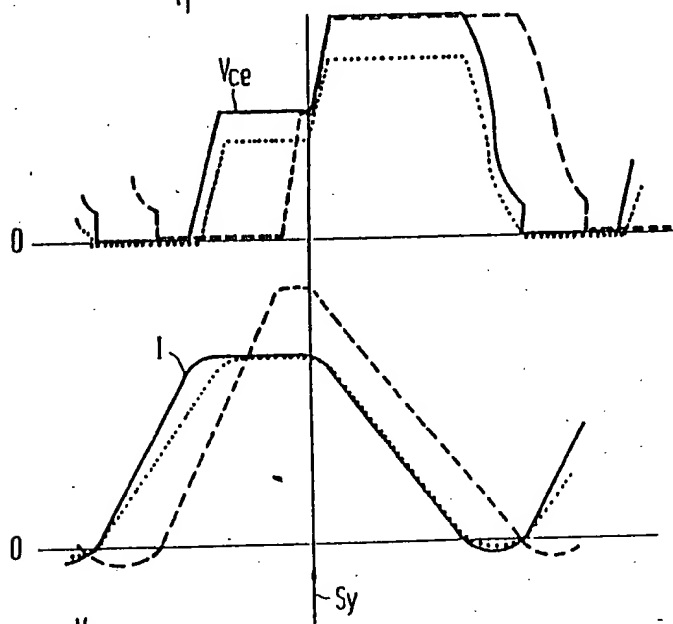


图 5 a

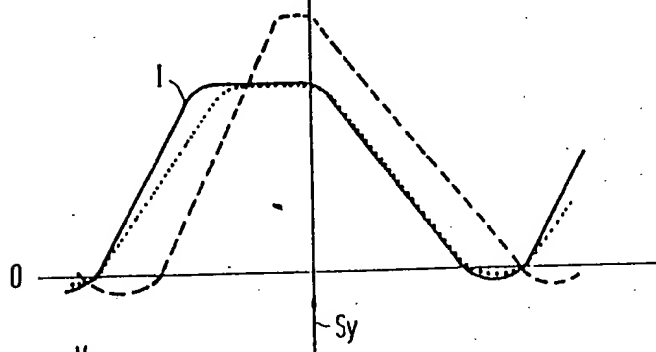


图 5 b

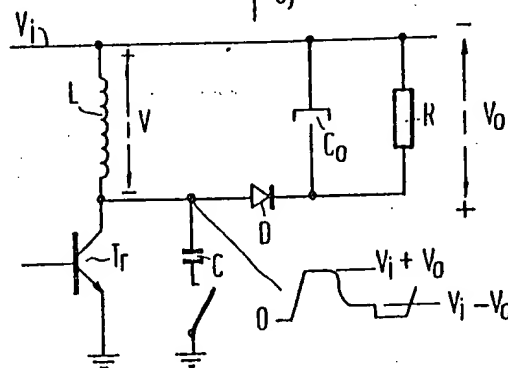


图 8

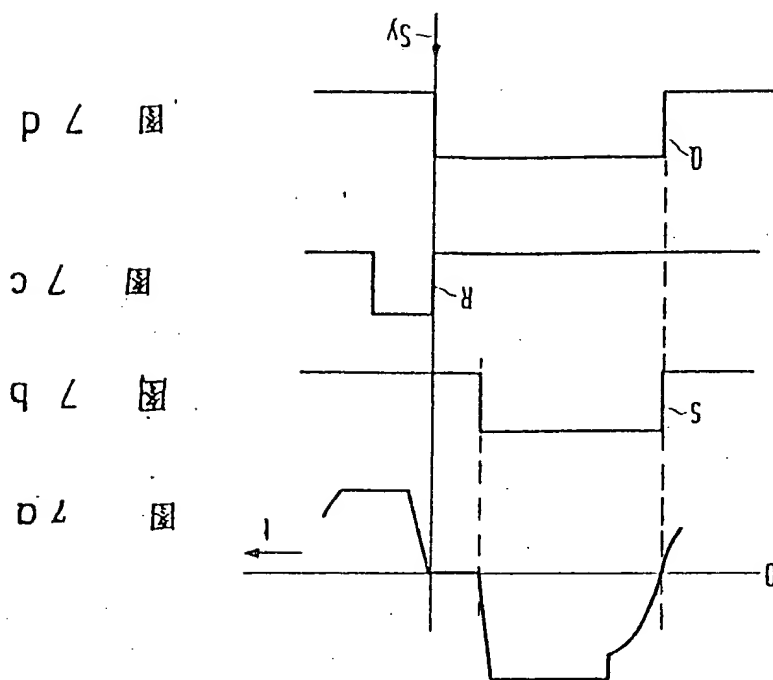


图 6

